

**This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- **BLACK BORDERS**
- **TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- **FADED TEXT**
- **ILLEGIBLE TEXT**
- **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- **COLORED PHOTOS**
- **BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS**
- **GRAY SCALE DOCUMENTS**

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

This Page Blank (uspto)

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-163822

(43)Date of publication of application : 18.06.1999

(51)Int.Cl.

H04J 11/00

(21)Application number : 09-324926

(71)Applicant : JISEDAL DIGITAL TELEVISION
HOSO SYSTEM KENKYUSHO
HITACHI LTD

(22)Date of filing : 26.11.1997

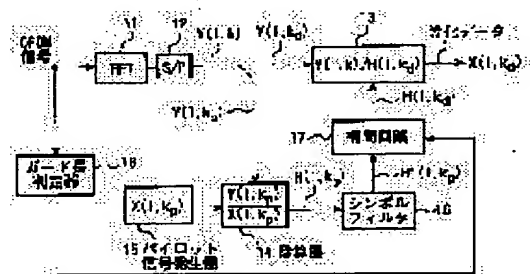
(72)Inventor : YAMAMOTO AKIO
OKUBO TAKASHI
NOGAMI HIROSHI
SHIROSUGI TAKATOSHI

(54) OFDM RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an OFDM receiver that suppresses a noise component to enhance the S/I even in the case that a digital filter such as an FIR filter is employed for the interpolation system.

SOLUTION: A guard period discrimination device 18 discriminates a guard period of a received signal and selects a band width of an FIR filter provided to an interpolation circuit 17 based on the discrimination result so as to set an optimum band width to the guard period. Thus, an estimate transmission line response is optimized thereby suppressing a noise component through a complex division of the received data signal at a complex divider 13 and enhancing the S/I.



This Page Blank (uspto)

(19)日本国特許庁 (J P) (2) 公開特許公報 (A) (11)特許出願公開番号
特開平11-163822

平成9年(1997)11月26日
平成11年(1999)6月18日

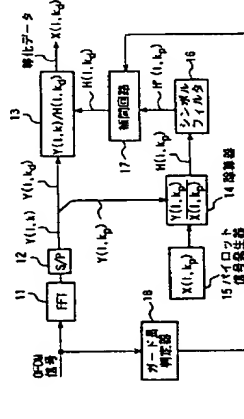
(51)IntCl.⁴ F I H 0 4 J 11/00 識別記号 H 0 4 J 11/00 Z

審査請求 有 請求項の数 6 O L (全 18 頁)

(21)出願番号	特願平9-324926	(71)出願人	395017298 株式会社次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所 東京都港区赤坂5丁目2番8号 000005108 株式会社日立製作所 東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地 山本 昭夫 東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所内
(22)公開日	平成9年(1997)11月26日	(72)発明者	山本 昭夫
		(74)代理人	弁理士 鈴江 武彦 (外5名)

(54)【発明の名称】 OFDM用受信装置

(57)【要約】
【課題】 伝送路応答を推定する補間回路にFIRフィルタを用いた場合、その帯域幅を最も広く設定しておくため、雑音電力も大きく、S/Nが劣化するという課題を解決する。
【解決手段】 受信信号のガード期間長をガード期間判定器18で判定し、その判定結果に基づいて補間回路17に設けられるFIRフィルタの帯域幅を切り換えて、ガード期間長に最適な帯域幅を設定することで、推定伝送路応答を最適化し、これによって復調器13における受信データ信号との乗算演算により雑音成分を抑圧し、S/Nを向上させる。



【特許請求の範囲】
【請求項1】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にはば等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有するOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 直交周波数分割多重) 受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を補間して周波数軸上の等化を行う等化手段と、前記OFDM受信信号のガード期間長を判定するガード期間長判定手段と、この手段の判定結果に応じて前記等化手段の補間帯域幅を変え、帯域幅制御手段とを具備したことを特徴とするOFDM用受信装置。
【請求項2】 前記等化手段には、sinc関数形のインパルス応答を持つFIRフィルタを使用し、前記ガード期間長判定手段で判定されるガード期間長に応じて前記FIRフィルタの係数を切り換えることで補間帯域幅を可変制御することを特徴とする請求項1項記載のOFDM用受信装置。
【請求項3】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にはば等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有するOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で隔あった第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を用いて線形補間演算またはステッピング補間演算を行った結果を第3の伝送路応答とし、少なくとも第3の伝送路応答を用いて周波数軸上で隔あった第1及び第2のパイロット信号の受信データ信号の伝送路応答を補間することを特徴とするOFDM用受信装置。
【請求項4】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にはば等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有するOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で隔あった第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を用いて線形補間演算またはステッピング補間演算を行った結果を第3の伝送路応答とし、少なくとも第3の伝送路応答を用いて周波数軸上で隔あった第1及び第2のパイロット信号の受信データ信号の伝送路応答を補間することを特徴とするOFDM用受信装置。
【請求項5】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にはば等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有するOFDM受信信号の伝送路応答を第3の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を用いて線形補間演算またはステッピング補間演算を行った結果を第4の伝送路応答とし、第2及び第3の伝送路応答を用いて線形補間演算またはステッピング補間演算を行った結果を第5の伝送路応答とし、少なくとも第4、第5の伝送路応答を用いて周波数軸上で隔あった第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を補間することを特徴とするOFDM用受信装置。
【請求項6】 前記等化手段は、線形補間演算またはステッピング補間演算における乗算の演算にビットシフト演算を用いることを特徴とする請求項3、4項記載のOFDM用受信装置。
【請求項7】 前記等化手段は、前記パイロット信号の配置位置が時間方向に周期的にずれているとき、一巡毎の全てのパイロット信号を用いて補間処理を行うことを特徴とする請求項1、3、4のいずれか記載のOFDM用受信装置。
【発明の詳細な説明】
【0001】
【発明の属する技術分野】 本発明は、OFDM (直交分周多重方式 Orthogonal Frequency Division Multiplex) 信号のデジタル変調された信号を受信するOFDM用受信装置に関する。
【0002】
【従来の技術】 地上デジタル放送方式として、OFDM (直交周波数分割多重方式 Orthogonal Frequency Division Multiplex) 方式が欧州、国内で採用されている。このOFDM方式は、1チャンネルの帯域内に多数のサブキャリアを多重伝送する (欧州DVB-T システムで2Kモードで170.5本、文獻 (1) : EBU/ETSI JTC : Digital Broadcasting system for television, sound and data services; Framing structure, channel coding modulation for digital terrestrial television, ETSI 300 744, Nov. 1996) 方式である。このDVB-T システムでは、サブキャリアの中心周波数、位相が既知のパイロット信号を含めて伝送している。したがって、受信器においてこのパイロット信号を用いて伝送路応答を推定することが可能であり、既にこのパイロット信号を用いた周波数領域における等化手法が提案されている。この手法の概略に図17を参照して説明する。
【0003】 いま、図17 (a) に示すように、送信所Aから受信器Bに直達波 (希釈波)、反射波 (遅延波) 等を含めて複数の波が受信された場合、いわゆるマルチパス伝送が発生する。そこで、受信器Bでは、アンテナB1の受信信号Yを等化回路B2及び推定回路B3に入力する。推定回路B2では、受信信号Yに含まれるパイロット信号に基づいて伝送路応答を推定する。等化回路B2では、受信信号Yを推定回路B3で得られた伝送路

め、線形補間、ステップ補間とも急激に特性劣化する。

これに対し、サンパルタイミニングが自前の場合には、方式2では、韓形補間で2.0サンプル/秒でS/1比の劣化が生じないのに対し、ステップ補間では6 dB近く特性劣化することがわかった。また、方式1の場合は、韓形補間で2.0サンプル/秒でS/1比が6 dBの劣化であるのに対し、ステップ補間では17 dB近く特性劣化があった。

【0029】以上のシミュレーション検討より、線形補間方式が特性上は優れていることが明らかとなったが、民生用のOFDM用変調方式への適用を考えた場合、パイロット信号を用いた伝送遅延等の補間方式としては、加算器、乗算器が必要（線形補間では、加算器と乗算器でデジタルゲートが必要である）なステップ補間方式が有利と考えられる。しかしながら、ステップ補間方式は、上記したように線形補間方式と比較して特性が十分ではないという課題があった。

【0030】本発明は、上記の課題を解決し、補間方式としてFIRフィルタ等のデジタルフィルタを用いた場合でも、補間倍率を削減してS/Nを上昇させることのできるOFDM用受信装置を提供することを第1の目的とする。また、簡易形の補間方式として、同相増幅を増大させる乗算器が不要で、伝送遅延に優れ、ハワードウェア処理を施すことが可能なOFDM用受信装置を提供することを第2の目的とする。

[0031]

【課題を解決するための手段】上記第1の目的を達成するため、本発明に係るOFDM用受信装置は以下のよう構成とする。

【0032】（１）振幅、位相が変化するパイロット信号
OFDM波（Orthogonal Frequency Division Multiple Access：直交周波数分割多重化）受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を分離する復調手段（ＦＦＴ回路等）により、パイロット信号とデータ信号の伝送路応答を補償し、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を補償して周波数軸上の等化を行う等化手段と、前記ＯＦＤＭを受信したパイロット信号の判定結果に応じて前記等化手段の補償係数を更新する逆複調制御手段とを具備する。

【0033】(2) (1) の構成において、前記等化手段には、sinc関数形のインパルス応答を持つ1Rフィルタを使用し、前記ガード期間長判定手段で判定されるガード期間長に応じて前記1Rフィルタの係数を切り換えることで抽出歪低減を可及抑制する。

【0034】すなわち、上記構成では、植間方式としてFIRフィルタやIIRフィルタ等のデジタルフィルタを用いた場合は、受信信号のガード期間長に応じてFIRフィルタの帯域幅を切り換え、雑音成分を抑圧する構

成とした。

【0035】また、上記第2の目的を達成するために、本発明に係るOFDM用受信装置は以下のような構成とする。

【0036】(3) 振幅、位相が既知のバイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数のガード受信長からデータ信号と共にバイロット信号のOFDM受信長が与えられた場合に、前記受信長を用いて前記受信信号から復調されたデータバイロット信号を用いて前記受信信号と、この手段で復調されたバイロット信号の伝送路応答を2次元デジタル信号として処理、前記等化手段が、周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で隣りあつた第1及び第2のバイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を用いて射影補間演算またはステッピング補間演算を行った結果を第3の伝送路応答として、少なくとも第3の伝送路応答を用いて周波数軸上で隣合つた第1及び第2のバイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間する。

[illegible]

【0038】(5) (3) または (4) の構成において、前記等化手段は、線形補間演算またはステップ補間演算における乗算の演算にビットシフト演算を用いる。

【0039】すなわち、上記構成では、簡易形の補間方式として、ハードウェア規模を小さくできるステップ補間方式を基本とし、バイロット信号間に伝送路応答補間信号を推定した上で、バイロット信号と補間信号を用いて受信データ信号の補間を行う。補間信号は、バイロット信号を加算する加算器と加算結果に係数を乗算する乗算器から構成され、2乗デジタル信号で信号処理を行う受信装置においては、乗算器を簡易な構成のビットシフト回路で構成することで、ハードウェア規模を最小

ものである。

【0045】上記補間回路17は、FIRフィルタを用いて構成される。その一構成例を図2に示す。

【0046】この範囲内図17は、FIRフィルタ17-1、アドレス発生器17-2、ROM17-3より構成される。ROM17-1は、FIRフィルタ17-1に与える係数として、 T_0 、 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 、 T_5 、 T_6 、 T_7 、 T_8 、 T_9 、 T_{10} 、 T_{11} 、 T_{12} 、 T_{13} 、 T_{14} 、 T_{15} 、 T_{16} 、 T_{17} 、 T_{18} 、 T_{19} 、 T_{20} 、 T_{21} 、 T_{22} 、 T_{23} 、 T_{24} 、 T_{25} 、 T_{26} 、 T_{27} 、 T_{28} 、 T_{29} 、 T_{30} 、 T_{31} の32のワード初期値に定む係数値が格納されており、アドレス発生器17-2でワード長判定信号に応じてアドレス信号を発生し、このアドレス信号でROM17-3に格納された係数値を指定することで、FIRフィルタ17-1に与える係数値を変化させ、その帯域幅を切り換えることができる。

【0047】FIRフィルタ171は、例えば図3に示すように、図19(a)に示したものと同じ回路構成で実現でき(図3において、図19(a)と同一部分には同一符号を付して示す)、乗算器N11~N16に1入力される係数値 $h_r(n)$ 、 j 、 i にに応じて第 i 抽頭を出力に切り換えることができる。

【0048】図1に帯域切り換えの例を示す。二二で、受信信号のガード期間長が $T_{GU}/4$ であるときは、FIRフィルタ171の帯域幅を帯域幅a1に設定する。同様に、ガード期間長が $T_{GU}/8$ 、 $T_{GU}/16$ 、 $T_{GU}/32$ のとき、それぞれガード期間長に合わせつイルタの帯域幅を帯域幅a2、a3、a1と切り換えた伝送路に適合することができ、

【0049】したがって本実施形態の構成によれば、前
 面回路17に下IRフィルタ171を用いて、受入は号
 のガード期間長に応じて下IRフィルタの帯域幅を切り
 換えることができるので、伝送路応答をガード期間長に
 最も適した帯域幅に設定することができ、これによって不要
 な雑音成分を抑制・除去することができる。

【0050】尚、上記の説明では、補間回路17にFIRフィルタを用いるものとしたが、IIRフィルタ等の他のフィルタ構成であっても実現可能である。

【0051】図5は本発明の第2の実施形態とするOFDM用受信装置の構成を示すブロック回路である。図5において、図1と同一部分には同一符号を付して示し、ここでは異なる部分を中心に説明する。

【0052】本実施形態は、図1に示した第1の実施形態の構成と比較して明らかに、ガード長は決定装置9における送信信号のガード長の判定をS/P変換器10との構成と較べて明らかに、ガード長は決定装置9における送信信号のガード長の判定により行う実施形態である。この構成では、第1の実施形態よりも、ガード長の判定に時間がかかるが、DVB-T仕様のT-PS信号（2級）(1)：EURET/ETSI JTC: Digital Broadcasting system for television, sound and data services; Framing structure, channel coding modulation for digital terrestrial television, ETSI 300 744, Mar. 1996参照。

を仮号してガード長を判定するため、判定結果の精度が高いという特徴がある。得られる効果は、第1の実施形態と同じであり、ガード期間長に合わせて補間用フィルタの帯域幅を切り換えることで、各ガード期間に最適なフィルタ帯域幅が得られ、不要な雑音を除去することが可能である。

【0053】図6に第1、第2の実施形態の構成におけるシミュレーション結果を示す。シミュレーション条件は、FFT周波数システム（FFTポイントで2048ポイント）、希望波（D）と雑波（C）の2波の静的マルチパス伝送路を仮定し、遅延後の遅延時間はFFTポイントで100ポイント（有効シンボル期間 T_u の約1/10に相当）とした。

【0054】図6で、実線で示したものが受信信号のガード期間長に合わせて補間用フィルタの帯域幅を切り換えるものであり、破線で示したものは、もともと広い帯域にフィルタの帯域幅を固定としたものである。本発明の帯域幅切り換え方式を用いることで、最大1.6dBのSN比向上が得られることがわかった。

【0055】以下、簡易的な補間方式についての実施形態について説明する。

【0056】図7は本発明の第3の実施形態とするOFDM用受信処理の構成を示すブロック図である。本実施形態は、「説明が解決しようとする課題」の項で述べた、方式1に対応する実施形態である。尚、図7において、図1と同じ部分には同一の符号を付して示し、ここでは異なる部分を中心に説明する。

【0057】図7において、FFT回路11及びS/P変換器12で周波数領域の信号に変換された受信信号（OFDM信号 $Y(1, k)$ ）（ここで、 k は受信シンボル番号、 k はサブキャリア番号を表す）は、受信データ信号 $Y(1, kd)$ （ここで、 kd はデータ信号のサブキャリア番号）と受信パイロット信号 $Y(1, kp)$ （ここで、 kp はパイロット信号のサブキャリア番号）に分解される。

【0058】ここで、受信パイロット信号 $Y(1, kp)$ は、N個の成分 $Y(1, k0) \dots Y(1, kn)$ より構成される。先の実施形態で述べたように、パイロット信号は、既知の複素振幅 N

$$H(1, i) = (H(1, k_n) + H(1, k_{n+1}))/2$$

【0062】ここで、上式の伝送路応答 $H(1, kn)$ と $H(1, kn+1)$ の加重は加算器212で実行し、1/2の演算はビットシフト回路213で行う。伝送路応答は2値デジタル信号で処理するため、1/2の演算には符号ビットを繰く最上位ビットをシフトして0あるいは1を加算する簡単なビットシフトを用いることができる。

【0063】次に、 $H(1, kn)$ 、 $H(1, kn+1)$ 及び $H(1, i)$ は補間処理回路213に入力され、図8に示したように、伝送路応答 $H(1, kn)$ 、 $H(1, kn+1)$

（ $1, kp$ ）を持つため、除算器14において、パイロット信号発生器15からの $X(1, kp)$ で受信パイロット信号 $Y(1, kp)$ を除算することで、受信パイロット信号を伝送するサブキャリアの伝送路応答 $H(1, kp) = Y(1, kp)/X(1, kp)$ を求めることができる。

【0059】この伝送路応答 $H(1, kp)$ は、時間方向に $H(1, kp)$ を平均化するシンボルフィルタ（ここではIRフィルタが利用できる）20を介して補間回路21に供給される。ここで、 $H(1, kp)$ は、N個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn) \dots H(1, kn+1)$ より構成される。以下、簡単のため、シンボルフィルタ20の出力信号にも $H(1, kp)$ の記号を用いる。

【0060】補間回路21では、図8に示すように、周波数軸上で隣り合った受信パイロット信号のサブキャリア kn 、 $kn+1$ の間にそれぞれ伝送路応答 $H(1, kn)$ 、 $H(1, kn+1)$ を用いて、伝送路応答 $H(1, i)$ の補間値 i を生成する。次に、各伝送路応答 $H(1, kn)$ 、 $H(1, kn+1)$ 、 $H(1, i)$ を、周波数軸上で近いサブキャリア位置にある受信データ信号の伝送路応答としてステータップ補間し、出力する。ここでは、 $p = n$ 、 $n+1$ のサブキャリア位置 kn 、 $kn+1$ の伝送路応答 $H(1, kn)$ 、 $H(1, kn+1)$ の補間について説明したが、 $p = 0 \dots N-1$ の $H(1, kp)$ で、隣り合ったサブキャリア間の伝送路応答についても、同様の補間を行って補間信号を生成し、上記したステータップ補間の後、伝送路応答 $H(1, kd)$ を出力する。

【0061】次に補間回路21の一構成例を図9に示し、その構成及び動作を説明する。図9において、補間回路21に入力された $H(1, kp)$ は、そのN個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn) \dots H(1, kn+1)$ が順次メモリ211に供給される。メモリ211からは、周波数軸上で隣り合った成分（例として $H(1, kn)$ 、 $H(1, kn+1)$ ）が出力され、補間信号 i の伝送路応答 $H(1, i)$ として、次で与えられる伝送路応答を出力する。

【数3】

$$i = (kn + kn+1)/2$$

ここで、 $i = (kn + kn+1)/2$ を、各サブキャリア kn 、 $kn+1$ 、 $H(1, i)$ を、各サブキャリア kn 、 $kn+1$ 、 i に近い受信データ信号の伝送路応答とするステータップ補間を行い、各受信データ信号の推定伝送路応答 $H(1, kd)$ を出力する。

【0064】上記補間回路21で得られた伝送路応答 $H(1, kd)$ は、復調器13に供給され、受信データ信号 $Y(1, kd)$ 4を除算することで、先の実施形態と同様に、 $X(1, kd) = Y(1, kd)/H(1, kd)$ を得ることができる。尚、本実施形態においては、シンボルフィルタ20は補間回路21の前に挿

入したが、補間回路21の後に挿入し、 $H(1, kd)$ を時間方向に平均化する構成をとってもよい。

【0065】図10は本発明の第4の実施形態とするOFDM用受信処理の構成を示すブロック図である。図10において、図7と同一部分には同一の符号を付して示し、ここでは異なる部分を中心に説明する。

【0066】本実施形態は、「説明が解決しようとする課題」の項で述べた、方式2に対応する実施形態であり、周波数軸上で隣接する受信パイロット信号の伝送路応答を用いて、受信パイロット信号間の補間信号を生成し、受信パイロット信号と補間信号を用いて受信データ信号の伝送路応答を推定して等化することを特徴とする。この構成によれば、受信パイロット信号のみを用いてステータップ補間を行った場合に比較して精度の良い伝送路応答が可能となるため、乗算補間を行った場合に近い、等化後のS/N比の優れた良好な等化特性を得ることができ、また、補間信号の生成には、加算器及び簡単な構成のビットシフト回路を用いるため、乗算器が必要な乗算補間に比べて、ハードウェア規模の縮小を図ることができる。

【0067】図10において、シンボルフィルタ20で得られた受信シンボル1の伝送路応答 $H(1, kp)$ は、補間回路22に供給され、共にメモリ23にも供給されて一時保持される。すなわち、補間回路22には、シンボルフィルタ20からの受信シンボル1の伝送路応答 $H(1, kp)$ と共に、メモリ23に保存されている m シンボル前までの受信パイロット信号の伝送路応答 $H(1, kp)$ 、 $H(1-2, kp)$ 、 $H(1-3, kp)$ が入力される。

【0068】補間回路22では、周波数軸上で互いに隣り合う m シンボル前までの受信パイロット信号の伝送路応答間に補間信号を生成し、受信パイロット信号と補間信号を用いて受信データ信号の伝送路応答をステータップ補間し、伝送路応答を推定する。以下、図18に示す信号伝送フォーマットを持つ欧州DVB-T仕様を用いて本実施形態を説明する。

【0069】従来の技術で述べたように、DVB-T仕様では、12本毎の $kp = 12p + 3 * (1 \text{ mod } 4)$ 、 $p = 0, \dots, 142$ の周波数にパイロット信号が伝送されており、4シンボル毎に同一のサブキャリア周波数となるように巡回的に配置されている（但し、1はOFDMシンボル時刻である）。したがって、4シンボル分の受信パイロット信号を保持しておけば、周波数軸上で3サブキャリア毎に一本の受信パイロット信号が割り当てられ、3サブキャリアの伝送路応答の推定を行うことができる。

【0070】この場合、図10の構成にあつては、メモリ23より出力される伝送路応答 $m=3$ となり、補間回路22に入力される受信パイロット信号の伝送路応答は受信シンボル1の伝送路応答 $H(1, kp)$ 及び3シ

ンボル前までの受信パイロット信号の伝送路応答 $H(1-1, kp)$ 、 $H(1-2, kp)$ 、 $H(1-3, kp)$ となる。

【0071】図11(a)に、受信シンボル1で、受信パイロット信号が周波数軸上で $kn \sim kn+1$ 番目の周波数位置における受信データ信号を、図11(b)に受信パイロット信号と補間信号の位置を示す。この場合、受信データ信号は $Y(1, kn+1)$ 、 $Y(1, kn+2)$ 、 $Y(1, kn+3)$ 、 \dots 、 $Y(1, kn+11)$ であり、受信シンボル1の受信パイロット信号の伝送路応答は $H(1, kn)$ 、 $H(1, kn+1)$ 、 $H(1, kn+2)$ 、 $H(1, kn+3)$ の間、 $H(1, kn+4)$ 、 $H(1, kn+5)$ の間、 $H(1, kn+6)$ 、 $H(1, kn+7)$ の間、 $H(1, kn+8)$ 、 $H(1, kn+9)$ の間、 $H(1, kn+10)$ 、 $H(1, kn+11)$ を、それぞれ補間信号として生成する。

【0073】上記補間回路22で生成された伝送路応答は復調器13に供給され、受信シンボル1の受信データ信号 $Y(1, kn+1)$ 、 $Y(1, kn+2)$ 、 $Y(1, kn+3)$ 、 \dots 、 $Y(1, kn+11)$ の伝送路応答としての補間処理に供される。

【0074】尚、ここでは、受信シンボル1の受信パイロット信号のサブキャリア位置 $kn \sim kn+1$ 間の伝送路応答について説明したが、実際には、 $kn \sim kn+1$ のサブキャリアについて互いに隣り合ったサブキャリア間の上記した補間信号を生成し、上記したステータップ補間の後、伝送路応答 $H(1, kd)$ を出力する。

【0075】次に、補間回路22の一構成例について、図12を参照して説明する。この補間回路22に入力されるシンボルフィルタ20からの $H(1, kp)$ はメモリ21に供給され、当該メモリ21にN個の成分 $H(1, k0) \dots H(1, kn) \dots H(1, kn+1)$ が順次保持される。

【0076】同様に、メモリ23からの $H(1, kp)$ 、 $H(1-2, kp)$ 、 $H(1-3, kp)$ もメモリ21に供給され、それぞれN個の成分 $H(1, k0+9) \dots H(1, kn+9)$ 、 $H(1, k0+6) \dots H(1, kn+2)$ 、 $H(1, k0+3) \dots H(1, kn+0)$ 、 $H(1, kn+3) \dots H(1, kn+0+3)$

【0077】メモリ22から、 $H(1, kn)$ 、 $H(1-3, kn+3)$ が出力され、メモリ222以降のブロックにおいて、 $H(1, kn)$ 、 $H(1-3, kn+3)$ 間の補間信号として、次式で与えられる伝送路応答を演算する。

$$H(1, kn+1) - H(1, kn+2) \\ - H(1, kn) + H(1-3, kn+3) / 2,$$

【0083】図13(a)に、第3及び第4の実施形態で示した方式を用いた場合のマルチパス環境下におけるS/N比をシミュレーションで計算した結果を示す。図13(a)では、横軸に遅延波(妨害波)の位置をFFTポイントの1ポイントに基づきとして、縦軸にS/N比をとっており、図20で示した従来のシミュレーション結果の図と同一のシミュレーションパラメータをとっている。

【0084】図13(a)において、方式1として、白角印を結んだ線が線形補間の特性、白四角印を結んだ線がステック補間の特性で、第3の実施形態のシミュレーション結果を白三角印で結んだ線で示す。また、方式2として、黒丸印を結んだ線が線形補間の特性、黒四角印を結んだ線がステック補間の特性で、第4の実施形態のシミュレーション結果を黒三角印を結んだ線で示す。

【0085】第3及び第4の実施形態とも、通常のステック補間方式よりもS/N比の向上が得られており、第3及び第4の実施形態の効果を確認することができ、【0086】次に、図13(b)に、第3及び第4の実施形態で示した方式を用いた場合のFFT回路でのサンプリング率に等しいS/N比をシミュレーションで計算した結果を示す。図13(b)では、横軸に遅延波(妨害波)の位置をFFTポイントの1ポイントに基づきとして、縦軸にS/N比をとっており、図22で示した従来のシミュレーション結果の図と同一のシミュレーションパラメータをとっている。

【0087】図13(a)において、方式1として、白角印を結んだ線が線形補間の特性、白四角印を結んだ線がステック補間の特性で、第3の実施形態のシミュレーション結果を白三角印を結んだ線で示す。また、方式2として、黒丸印を結んだ線が線形補間の特性、黒四角印を結んだ線がステック補間の特性で、第4の実施形態のシミュレーション結果を黒三角印を結んだ線で示す。

【0088】第3及び第4の実施形態とも、通常のステック補間方式よりもS/N比の向上が得られており、第3及び第4の実施形態の効果を確認することができ、【0089】図14は本発明の第5の実施形態とするOFDM用変調方式として、その補間回路24の構成を示すものである。本実施形態は、補間回路以外の構成が第3、4の実施形態と同一であるので、その構成及び動作については省略する。

【0090】すなわち、本実施形態は、「図13(a)に示した方式2」の項で述べた、方式2に対応する実施形態であり、全体のブロック図構成は図10に示した第

4の実施形態と同一である。

【0091】図15(a)に受信シンボル1の受信データ信号 $Y(1, kn+1) \sim Y(1, kn+11)$ の配置図を、図15(b)に受信シンボル1で、受信パイロット信号が周波数軸上で $kn \sim kn+1$ 番目の周波数位置における受信パイロット信号と補間信号の位置を示す。

【0092】この場合、受信シンボル1の受信パイロット信号の伝送路応答は $H(1, kn)$ 、 $H(1, kn+1)$ で与えられ、この間に3シンボル間の受信パイロット信号の伝送路応答は $H(1-3, kn+3)$ 、2シンボル間の伝送路応答は $H(1-2, kn+6)$ 、1シンボル間の伝送路応答は $H(1-1, kn+9)$ が保持されている。

【0093】補間回路24では、図15(b)の隣り合った受信パイロット信号を用いて、 $H(1, kn)$ 、 $H(1-3, kn+3)$ 間に $H(1, kn+1)$ 、 $H(1, kn+2)$ 、 $H(1, kn+3)$ を、 $H(1-3, kn+3)$ 、 $H(1-2, kn+6)$ 間に $H(1, kn+4)$ 、 $H(1, kn+5)$ 、 $H(1, kn+6)$ を、 $H(1-2, kn+6)$ 、 $H(1-1, kn+9)$ 間に $H(1, kn+7)$ 、 $H(1, kn+8)$ 、 $H(1, kn+9)$ を、 $H(1-1, kn+9)$ 、 $H(1, kn+10)$ 間に $H(1, kn+11)$ を、それぞれ補間信号として生成する。

【0094】次に補間回路24の構成例について、図14を参照して説明する。この補間回路24は入力されるシンボルフィールド24からの $H(1, kn)$ はメモリ241に供給され、N個の成分 $H(1, k0) \sim H(1, kn) \sim H(1, kn+1)$ が順次保持される。同様に、メモリ243からの $H(1, kp)$ 、 $H(1-3, kp)$ 、 $H(1-2, kp)$ もメモリ241に供給され、それぞれN個の成分 $H(1-1, k0+9) \sim H(1-1, kn+9) \sim H(1-1, kn+1+9)$ 、 $H(1-2, k0+6) \sim H(1-2, kn+6) \sim H(1-2, kn+1+6)$ 、 $H(1-3, k0+3) \sim H(1-3, kn+3) \sim H(1-3, kn+1+3)$ が保持される。

【0095】メモリ241からは、 $H(1, kp)$ 、 $H(1-1, kp+9)$ 、 $H(1-2, kp+6)$ 、 $H(1-3, kp+3)$ の周波数軸上で隣り合った成分(例として $H(1, kn)$ 、 $H(1-3, kn+3)$)が出力され、メモリ241以降のブロックにおいて、 $H(1, kn)$ 、 $H(1-3, k0+3)$ 間の補間信号として、次式で与えられる伝送路応答を演算する。

$$H(1, kn+1) = [H(1, kn) + H(1-3, kn+3)] / 2 + H(1, kn) \\ H(1, kn+2) = [H(1, kn) + H(1-3, kn+3)] / 2 + H(1-3, kn+3) \\ H(1, kn+3) = H(1-3, kn+3) \\ \text{すなわち、} H(1, kn), H(1-3, kn+3)$$

は、加算器242で加算された後、ビットシフト回路243で1/2倍される。その後、ビットシフト回路243の出力は、 $H(1, kn)$ と加算器244で加算され、ビットシフト回路246で1/2倍されて補間信号 $H(1, kn+1)$ が生成される。また、ビットシフト回路243の出力と $H(1-3, kn+3)$ が加算器245で加算され、ビットシフト回路247で1/2倍され、 $H(1, kn+2)$ が出力される。また、 $H(1, kn+3)$ は、そのまゝ $H(1-3, kn+3)$ として、これらの補間信号は補間処理回路248に供給される。

【0096】ここで、補間処理回路24では、補間信号 $H(1, kn+1)$ 、 $H(1, kn+2)$ 、 $H(1, kn+3)$ を受信シンボル1の受信データ信号 $Y(1, kn+1)$ 、 $Y(1, kn+2)$ 、 $Y(1, kn+3)$ の伝送路応答として割り当て、各受信データ信号の推定伝送路応答 $H(1, kd)$ (この場合は $H(1, kn+1)$ 、 $H(1, kn+2)$ 、 $H(1, kn+3)$)に相当して出力する。

【0097】同様の操作を、受信パイロット信号 $H(1-3, kn+3)$ 、 $H(1-2, kn+6)$ 、 $H(1-1, kn+9)$ 、 $H(1, kn+10)$ 間に $H(1, kn+11)$ 、 $H(1, kn+12)$ 、 $H(1, kn+13)$ に相当して出力する。

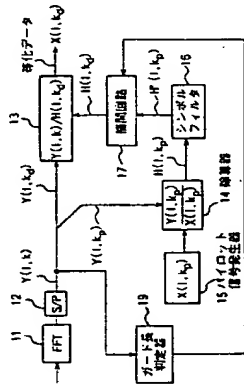
【0098】次に、補間回路24で得られた推定伝送路応答 $H(1, kd)$ は複素除算器13に供給される。複素除算器13にて、受信データ信号 $Y(1, kd)$ を推定伝送路応答 $H(1, kd)$ で除算することで、等化されたデータ $X(1, kd) = Y(1, kd) / H(1, kd)$ を得ることができる。

【0099】図14に示す実施形態においては、受信シンボル以外のシンボルで伝送されたパイロット信号を用い、周波数軸上で隣接する受信パイロット信号の伝送路応答を用いて、受信パイロット信号と補間信号を生成し、受信パイロット信号と補間信号を用いて受信データ信号の伝送路応答を推定して等化することで、受信パイロット信号のみを用いて補間を行った場合に比較して精度の良い伝送路応答が可能となる。

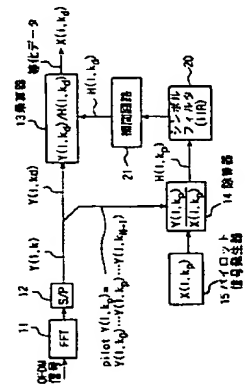
【0100】このため、線形補間を行った場合に近い、等化後のS/N比の優れた良好な等化特性を得ることができる。また、補間信号の生成には、加算器及び前記構成のビットシフト回路を用いるため、乗算器が必要ない。線形補間に比べて、ハードウェア規模の縮小を図ることができる。

【0101】図16(a)に、第5の実施形態で示した

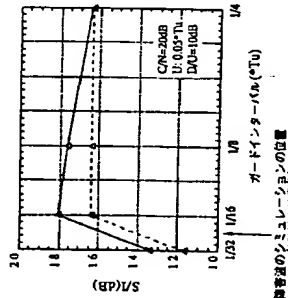
【図5】



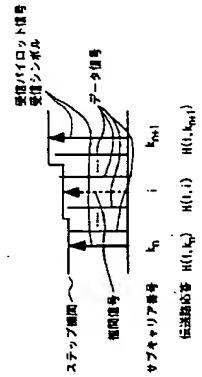
【図7】



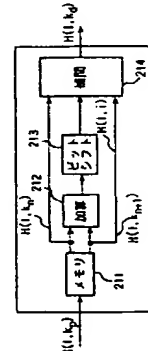
【図6】



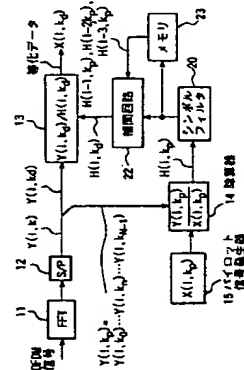
【図8】



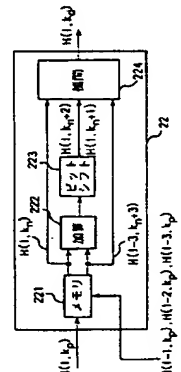
【図9】



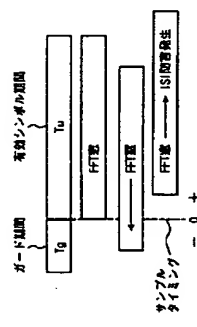
【図10】



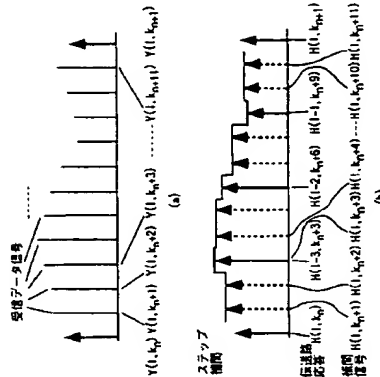
【図12】



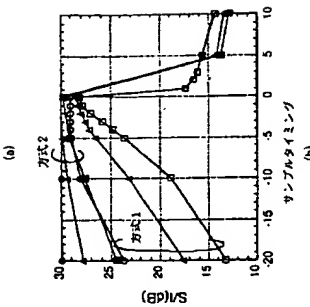
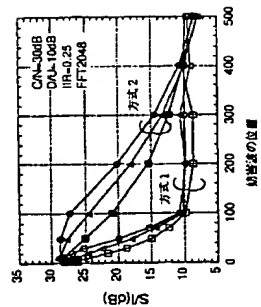
【図21】



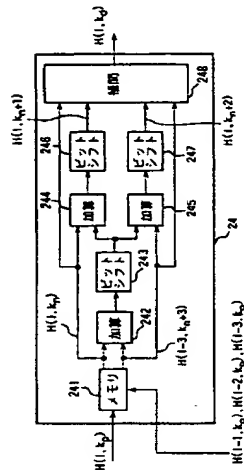
【図11】



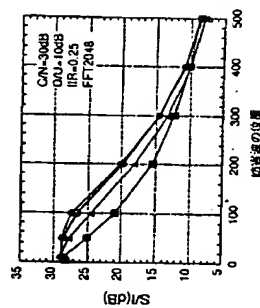
【図13】



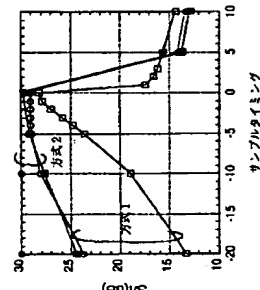
【図14】



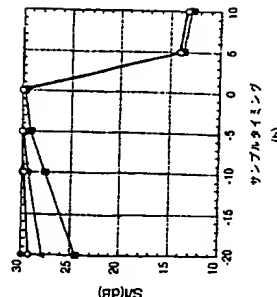
【図16】



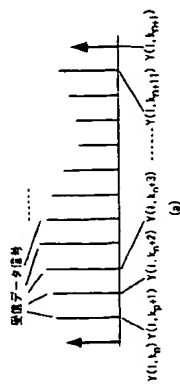
【図22】



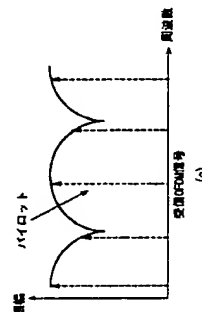
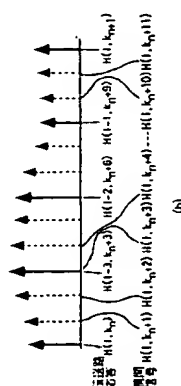
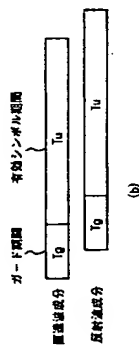
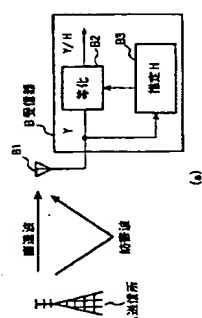
(a)



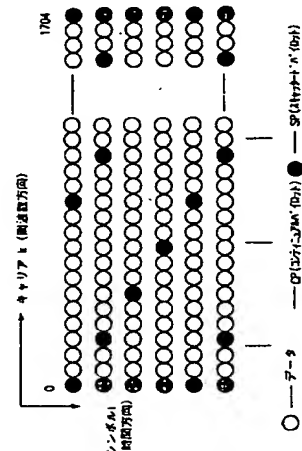
【図15】



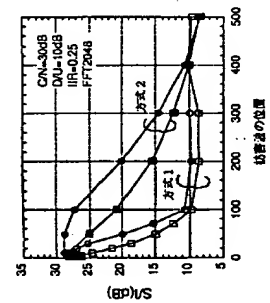
【図17】



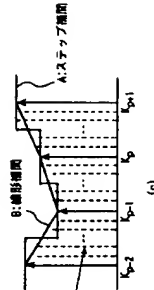
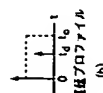
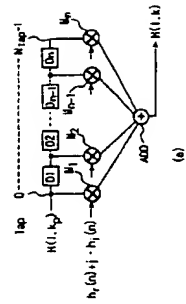
【図18】



【図20】



【図19】



【手続補正書】

【提出日】平成11年2月4日

【手続補正1】

【補正対象発明名称】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複素数のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を行すOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 直交周波数分割多重) 受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を補間して周波数軸上の等化を行う等化手段と、前記OFDM受信信号のガード期間長を判定するガード期間長判定手段と、この手段の判定結果に応じて前記等化手段の補間帯域幅を定める帯域幅制御手段とを具備したことを特徴とするOFDM用受信装置。

【請求項2】 前記等化手段には、sinc関数形のインパルス応答を持つFIRフィルタを使用し、前記ガード期間長判定手段で判定されるガード期間長に応じて前記FIRフィルタの係数を切り換えることで補間帯域幅を可変制御することを特徴とする請求項1項記載のOFDM用受信装置。

【請求項3】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複素数のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を行すOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2次元デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で得られた第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を用いて周波数軸上で得られた第1及び第2のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間することを特徴とするOFDM用受信装置。

【請求項4】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周

波数軸上にはば等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を行すOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調とする復調手段と、

この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、

前記等化手段が、周波数軸上で隔あつた第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を第3の伝送路応答とし、第1及び第3の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を第4の伝送路応答とし、第2及び第3の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を第5の伝送路応答とし、少なくとも第4、第5の伝送路応答を用いて周波数軸上で隔あつた第1及び第2のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間することを特徴とするOFDM用受信装置。

【請求項5】 前記等化手段は、加算結果を1/2倍する演算にビットシフト演算を用いることを特徴とする請求項3、4項記載のOFDM用受信装置。

【請求項6】 前記等化手段は、前記パイロット信号の位置が時間方向に巡回的にずれているとき、一週毎の全てのパイロット信号を用いて補間処理を行うことを特徴とする請求項1、3、4のいずれか記載のOFDM用受信装置。

【手続補正2】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0036

【補正方法】 変更

【補正内容】

【0036】 (3) 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にはば等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を行すOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調とする復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定

フロントページの続き

(72)発明者 大久保 隆志

東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社
次世代デジタルテレビジョン放送システム
研究所内

(72)発明者 野上 博志

東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社
次世代デジタルテレビジョン放送システム
研究所内

して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で隔あつた第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を用いて周波数軸上で隔あつた第1及び第2のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間する。

【手続補正3】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0037

【補正方法】 変更

【補正内容】

【0037】 (4) 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にはば等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有するOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調とする復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で隔あつた第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を第3の伝送路応答とし、第1及び第3の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を第4の伝送路応答とし、第2及び第3の伝送路応答を加算し、加算結果を1/2倍する演算を行った結果を第5の伝送路応答とし、少なくとも第4、第5の伝送路応答を用いて周波数軸上で隔あつた第1及び第2のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間する。

【手続補正4】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0038

【補正方法】 変更

【補正内容】

【0038】 (5) または (4) の構成において、前記等化手段は、加算結果を1/2倍する演算にビットシフト演算を用いる。

(72)発明者 城杉 孝敏

神奈川県横浜市中区吉田町292番地 株
式会社日立製作所メタルメディアシステム
開発本部内

This Page Blank (uspto)